

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09116474 A**(43) Date of publication of application: **02.05.97**

(51) Int. Cl.

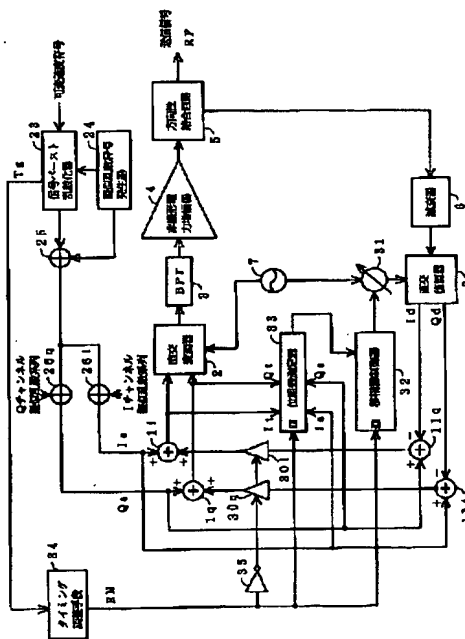
H04B 7/005**H04B 7/00****H04J 11/00****H04L 27/36**(21) Application number: **07292226**(22) Date of filing: **13.10.95**(71) Applicant: **SONY CORP**(72) Inventor: **SASHO NOBORU
ABE MASAMI**(54) **RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To resolve a problem or control of the extent or phase shift to reduce the distortion at the time of using a Cartesian nonlinear distortion compensation circuit in a transmission circuit.

SOLUTION: During the rise time of a signal burst generated in the variable information encoding speed system, the phase difference between the transmission base band signal and the demodulation signal is measured by a phase difference measuring means 33. A phase shifter 31 which adjusts this phase difference is controlled by a phase shifter control means 32 in accordance with the phase difference signal obtained by the phase difference measuring means 33. A signal to control the phase difference measuring means 33 and the phase shifter control means 32 is generated by a timing adjustment means 34 based on a signal indicating the rise of the signal burst.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO



JP, 9-116474, (Sony Corp.), 2 May, 1997, Par. Nos.[0018]
to [0021]; Figs. 1 to 8

[0018] The method of controlling amount of phase shift
5 indicated in the above-mentioned publication was
developed for a wireless communications apparatus of a
time division multiple-access scheme. If a Cartesian-
type non-linear distortion compensating circuit is used
in the transmitting circuit of a wireless communications
10 apparatus of the type wherein the information encoding
rate is variable, the control method cannot be applied
and the problem of controlling amount of phase shift
remains unsolved.

[0019] The present invention solves the problem of
15 controlling amount of phase shift in a case where a
Cartesian-type non-linear distortion compensating
circuit is used in the transmitting circuit of a
wireless communications apparatus of the type that
employs a variable information encoding rate, and is so
20 adapted as to realize low distortion that exploits the
characteristics of the Cartesian-type non-linear
distortion compensating circuit.

[0020] [Means for Solving the Problems]

In order to solve the foregoing problems, a
25 wireless communications apparatus according to the
present invention is characterized by having signal

burst generating means for generating a signal burst,
which conforms to the data transmission rate of an
information source, by a scheme using a variable
information encoding rate; means for generating transmit
5 baseband signals on two channels from the output signal
of the signal burst generating means; a quadrature
modulator for quadrature-modulating the transmit
baseband signals on the two channels; a non-linear power
amplifier for amplifying the output of the quadrature
10 modulator; a directional coupler circuit for outputting,
as a transmit signal, the output signal of the non-
linear power amplifier and extracting a part of this
transmit signal; a quadrature demodulator for
demodulating the part of the transmit signal from the
15 directional coupler circuit; means for subtracting, as a
feedback signal, demodulated signals from the quadrature
demodulator from the transmit baseband signals; phase-
difference measurement means for measuring a phase
difference between the transmit baseband signals and the
20 demodulated signals during rise time of the signal
burst; phase-shifter control means for controlling a
phase shifter, which adjusts the phase difference
between the transmit baseband signals and the
demodulated signals, based upon a phase-difference
25 signal obtained by the phase-difference measurement
means; timing adjustment means for generating a signal,

which controls the phase-difference measurement means and the phase-shifter control means, based upon a signal which indicates that the signal burst from the phase-difference measurement means is rising; wherein a signal
5 obtained by reducing non-linear distortion caused by the non-linear power amplifier is adopted as the transmit signal.

[0021] In accordance with the wireless transmission apparatus of the present invention having the structure
10 set forth above, the phase difference between the transmit baseband signals and the demodulated signals is measured when the non-linear distortion is small during rise time of the signal burst used in the variable information encoding speed scheme, and the amount of
15 phase shift in the phase shifter is controlled by the phase-shifter control means in accordance with the magnitude of the phase difference in the results of measurement, whereby the transmit baseband signals are
20 adjusted in such a manner that the phase difference with respect to the demodulated baseband signals will become zero.

22	部	畳み込み符号および直交符号化等信号処理	31	可変移相器
23		信号バースト乱数化器	32	移相器制御器
24		擬似乱数符号発生器	33	位相差測定器
			34	タイミング調整回路

図1 FIG. 1.

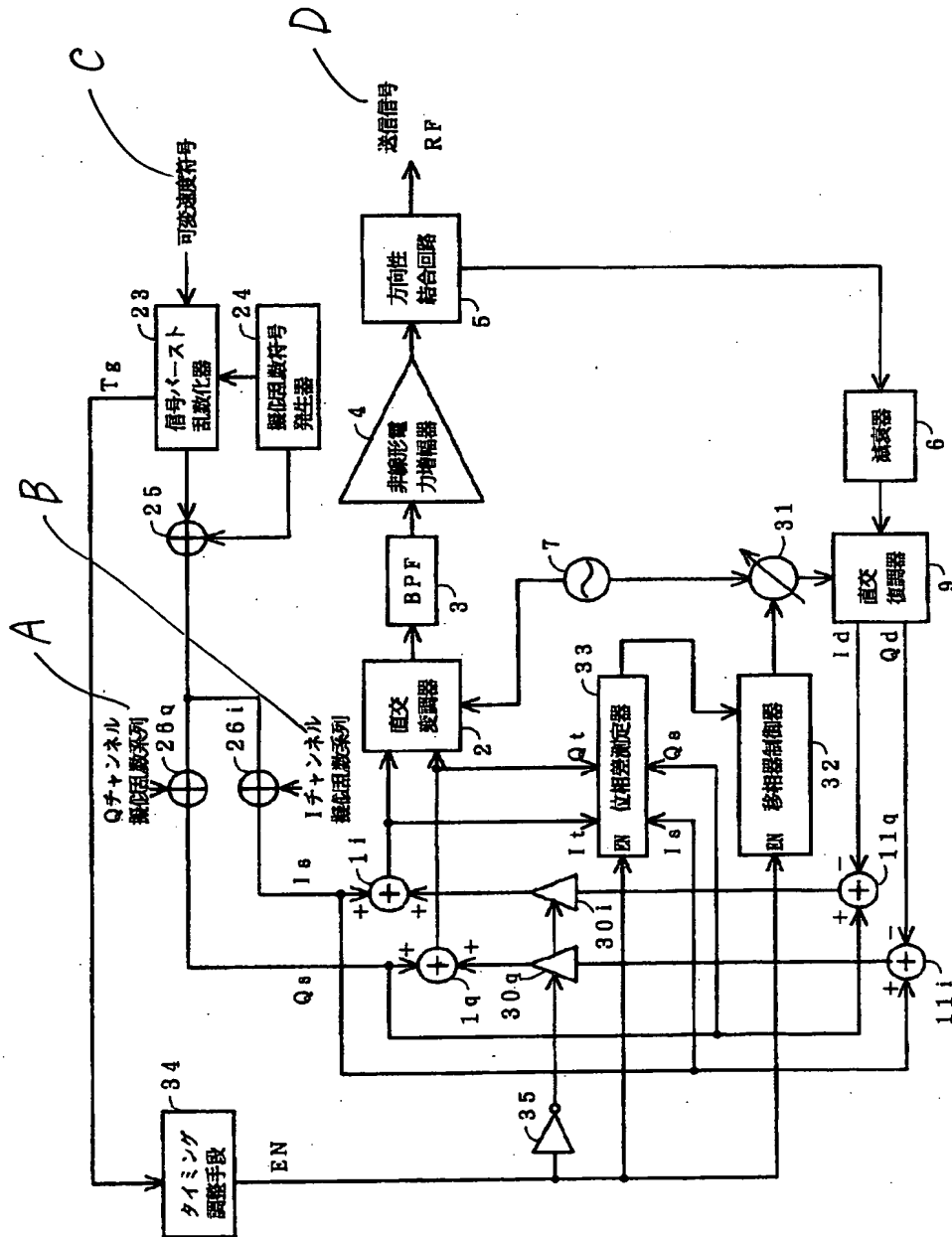


図2
FIG. 2.

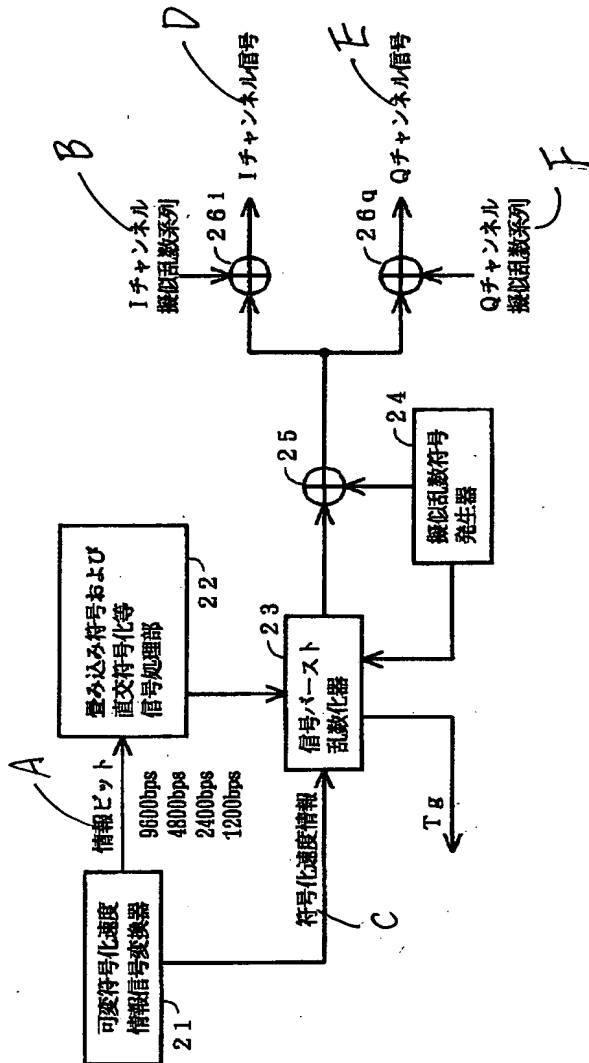
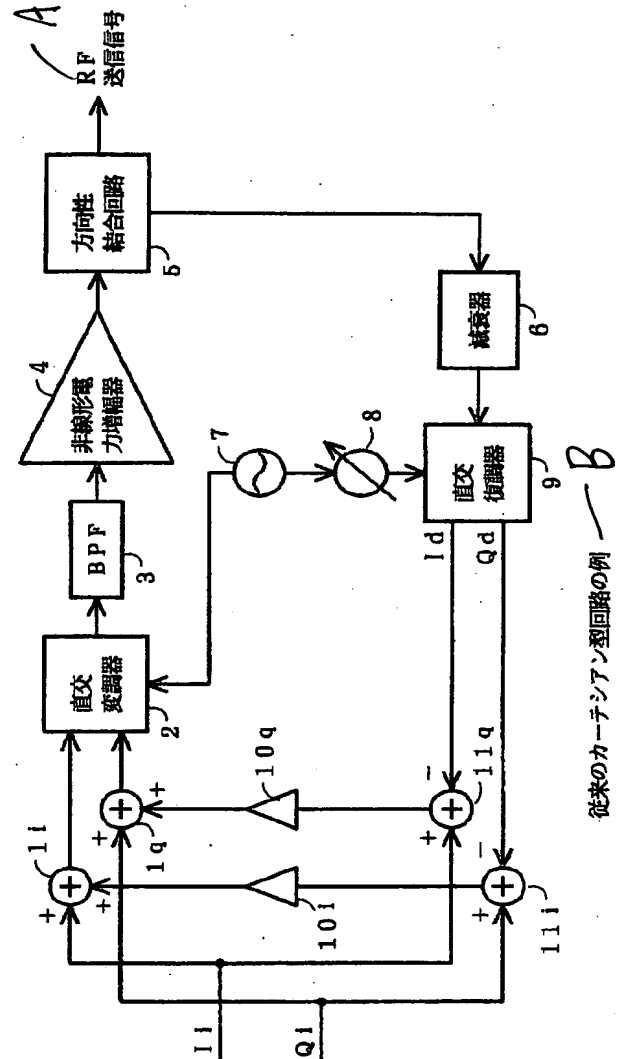
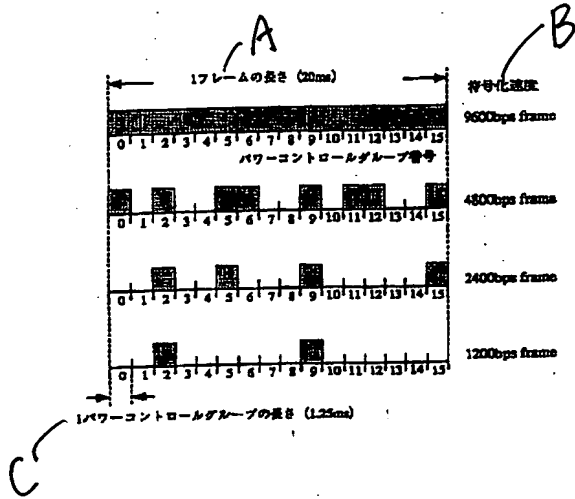


図8
FIG. 8

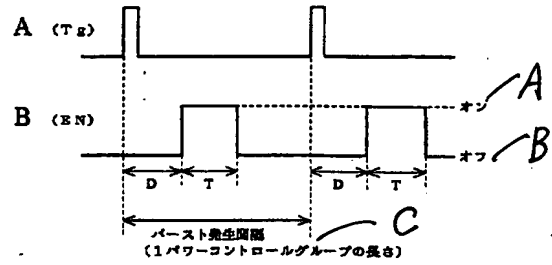


従来のカーチアン型回路の例 — B

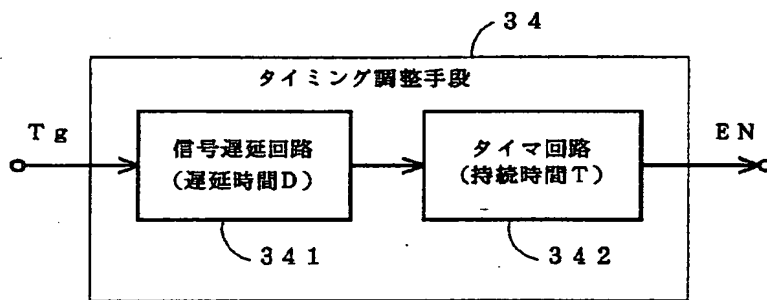
【図3】 FIG. 3



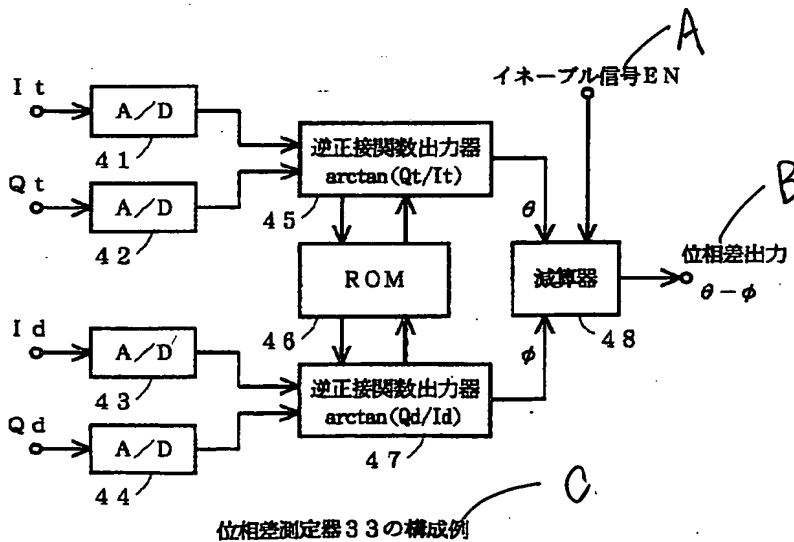
【図5】 FIG. 5



【図4】 FIG. 4



【図6】 FIG. 6



【図7】 Fig. 7

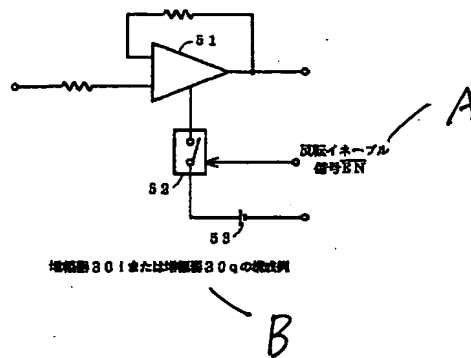


Fig. 1

2...QUADRATURE MODULATOR, 4...NON-LINEAR POWER AMPLIFIER,
5...DIRECTIONAL COUPLER CIRCUIT, 6...ATTENUATOR,
5 9...QUADRATURE DEMODULATOR, 23...SIGNAL BURST RANDOMIZER,
24...PSEUDO-RANDOM NUMBER CODE GENERATOR, 32...PHASE-
SHIFTER CONTROLLER, 33...PHASE-DIFFERENCE MEASUREMENT
UNIT, 34...TIMING ADJUSTMENT MEANS, A...Q-CHANNEL
PSEUDO-RANDOM NUMBER SEQUENCE, B...I-CHANNEL PSEUDO-
10 RANDOM NUMBER SEQUENCE, C...VARIABLE-RATE CODE,
D...TRANSMIT SIGNAL RF

Fig. 2

21...VARIABLE CODE SPEED INFORMATION SIGNAL CONVERTER,
22...SIGNAL PROCESSOR FOR CONVOLUTION-CODING AND
15 QUADRATURE CODING, 23... SIGNAL BURST RANDOMIZER,
24...PSEUDO-RANDOM NUMBER CODE GENERATOR,
A...INFORMATION BIT, B...I-CHANNEL PSEUDO-RANDOM NUMBER
SEQUENCE, C...CODE SPEED INFORMATION, D...I-CHANNEL
SIGNAL, E...Q-CHANNEL SIGNAL, F...Q-CHANNEL PSEUDO-
20 RANDOM NUMBER SEQUENCE

Fig. 3

A...ONE FRAME LENGTH, B...CODE SPEED, C...THE LENGTH OF
THE POWER CONTROLLING GROUP

Fig. 4

25 34...TIMING ADJUSTMENT MEANS, 341...SIGNAL DELAY
CIRCUIT(DELAY TIME), 342...TIMER(HOLD TIME T)

Fig. 5

A...ON, B...OFF, C...BURST GENERATING INTERVAL (THE
LENGTH OF THE POWER CONTROLLING GROUP)

5 Fig. 6

45...ARCTANGANT FUNCTION OUTPUT CIRCUIT,
47...ARCTANGANT FUNCTION OUTPUT CIRCUIT,
48...SUBTRACTOR, A...ENABLE SIGNAL, B...PHASE-DIFFERNCE
OUT PUT, C...FORMULAR EXAMPLE OF PHASE-DIFFERENCE

10 MEASUREMENT UNIT

Fig. 7

A...INVERTED ENABLE SIGNAL EN, B...FORMULAR EXAMPLE OF
AMPLIFIER 30i OR 30q

Fig. 8

15 2...QUADRATURE MODULATOR, 4...NON-LINEAR POWER AMPLIFIER,
5...DIRECTIONAL COUPLER CIRCUIT, 6...ATTENUATOR,
9...QUADRATURE DEMODULATOR, A...RF TRANSMIT SIGNAL,
B...EXAMPLE OF THE CONVENTIONAL CARTESIAN CIRCUIT

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-116474

(43) 公開日 平成9年(1997)5月2日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 7/005			H 0 4 B 7/005	
			7/00	
H 0 4 J 11/00			H 0 4 J 11/00	A
H 0 4 L 27/36			H 0 4 L 27/00	F

審査請求 未請求 請求項の数 2 F D (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平7-292226

(22) 出願日 平成7年(1995)10月13日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 佐生 登

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(72) 発明者 阿部 雅美

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

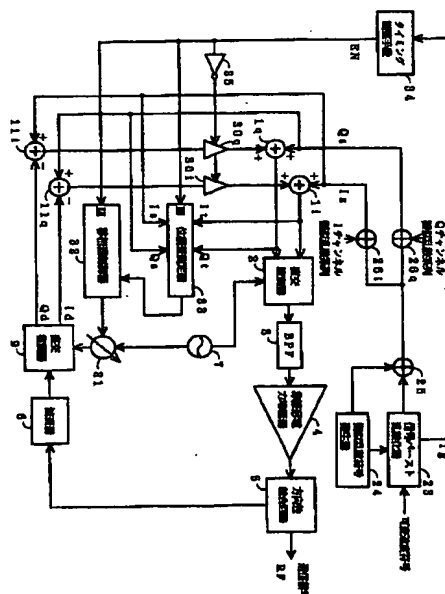
(74) 代理人 弁理士 佐藤 正美

(54) 【発明の名称】 無線通信装置

(57) 【要約】

【課題】 可変情報符号化速度方式を用いる無線通信装置において、送信回路にカーテシアン型非線形歪み補償回路を用いた場合に、移相量の制御の問題を解決して、低歪化を実現する。

【解決手段】 可変情報符号化速度方式において発生する信号バーストの立ち上がり時間中に送信ベースバンド信号と復調信号の位相差を測定する位相差測定手段33を設ける。位相差測定手段33によって得られた位相差信号により、送信ベースバンド信号と復調信号との位相差を調整する移相器31を制御する移相器制御手段32を設ける。前記信号バーストの立ち上りを示す信号に基づいて、位相差測定手段33と移相器制御手段32を制御する信号を生成するタイミング調整手段34を設ける。



【特許請求の範囲】

【請求項1】可変情報符号化速度方式によって情報源のデータ伝送速度に応じた信号バーストを発生する信号バースト発生手段と、

前記信号バースト発生手段の出力信号から2チャンネルの送信ベースバンド信号を生成する手段と、

前記2チャンネルの送信ベースバンド信号を直交変調する直交変調器と、

前記直交変調器の出力を増幅する非線形電力増幅器と、前記非線形電力増幅器の出力信号を送信信号として出力すると共に、この送信信号の一部を取り出す方向性結合回路と、

前記方向性結合回路からの前記送信信号の一部を復調する直交復調器と、

前記直交復調器からの復調信号を負帰還信号として、前記送信ベースバンド信号から減算する手段と、

前記信号バーストの立ち上がり時間中に前記送信ベースバンド信号と前記復調信号の位相差を測定する位相差測定手段と、

前記位相差測定手段によって得られた位相差信号により、前記送信ベースバンド信号と前記復調信号との位相差を調整する移相器を制御する移相器制御手段と、

前記信号バースト発生手段からの信号バーストの立ち上がりを示す信号に基づいて、前記位相差測定手段と前記移相器制御手段を制御する信号を生成するタイミング調整手段とを備え、前記非線形電力増幅器で生じる非線形歪みを低下させた信号を前記送信信号とするようにしたことを特徴とする無線通信装置。

【請求項2】前記タイミング調整手段は、前記信号バースト発生手段からの信号バーストの立ち上がりを示す信号を遅延処理する遅延手段と、この遅延手段で遅延された時点から、予め定められた一定時間、前記位相差測定手段および移相器制御手段を動作オン状態に制御する信号を生成するタイマ手段とを備えることを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】
【発明の属する技術分野】この発明は、例えばデジタル携帯電話やデジタル移動電話などの無線通信装置に関する。

【0002】
【従来の技術】線形変調方式を用いた無線通信システムにおいては、低歪みの送信回路が必要とされる。しかしながら、一般に、増幅器の低歪化は、電力効率の低下を伴う。特に、送信回路系の最終段に用いられる電力増幅器は、消費電力が大きく、従来より、その高効率化が重要な課題となっている。

【0003】この低歪みの電力増幅器の高効率化の方法として、カーテシアン型回路と呼ばれる非線形歪み補償方式が知られている。図8は、従来、知られているカー

テシアン型非線形歪み補償回路の例を示すものである。

【0004】この場合、入力信号は、デジタル信号がIチャンネルとQチャンネルの2チャンネルに分けられ、ローパスフィルタ等を通ったベースバンド信号I_sおよびQ_sの2入力である。

【0005】図8に示すカーテシアン型非線形歪み補償回路は、それぞれIチャンネル用およびQチャンネル用の2個の加算回路1*i*および1*q*と、IチャンネルとQチャンネルとの2入力を入力とする直交変調器2と、バンドパスフィルタ3と、非線形増幅器4と、方向性結合回路5と、減衰器6と、搬送波生成のための局部発振器7と、移相器8と、復調器9と、それぞれIチャンネル用およびQチャンネル用の2個の増幅器10*i*および10*q*と、それぞれIチャンネル用およびQチャンネル用の2個の減算回路11*i*および11*q*とを備えている。

【0006】この図8の回路の基本動作を、以下に説明する。2チャンネルのベースバンド信号I_iおよびQ_iは、それぞれ加算回路1*i*および1*q*に供給される。加算回路1*i*および1*q*は、それぞれ増幅器10*i*および10*q*からこれら加算回路1*i*および1*q*に入力される後述の負歪み成分信号と、前記ベースバンド信号I_iおよびQ_iをそれぞれ加算し、その加算出力信号を直交変調器2に出力する。

【0007】直交変調器2には、局部発振器7から搬送波が供給される。直交変調器2は、この搬送波から互いに90度の位相差を有する2相の搬送波を生成し、この2相の搬送波を用いて、Iチャンネル成分およびQチャンネル成分を、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調もしくはOQPSK (Offset QPSK) 変調して1つの信号にする。そして、直交変調器2は、その出力信号をバンドパスフィルタ3に出力する。

【0008】バンドパスフィルタ3は、直交変調器2の出力信号から、この直交変調器2で生じた不要周波数成分を取り除き、所望の基本変調波のみを取り出して、非線形電力増幅器4に出力する。

【0009】非線形電力増幅器4には、効率を重視したバイアス電圧が与えられており、その入力信号を増幅するが、その増幅に伴い、非線形歪みを発生する。この非線形電力増幅器4は、非線形成分を含んだ信号を方向性結合回路5に出力する。方向性結合回路5では、非線形電力増幅器4からの入力信号を2つに分割し、一方をRF送信信号としてアンテナ等の次段の装置に出力し、また、他方を帰還信号として減衰器6に供給する。減衰器6では、入力された帰還信号を適当なレベルにまで減衰し、復調器9に供給する。

【0010】この復調器9には、局部発振器7からの搬送波が、予め適当な移相量が設定された移相器8を通じて移相されて供給されている。復調器9は、移相器8の出力搬送波と減衰器6からの帰還信号とから、直交変調

器2と同様の変調方式で復調ベースバンド信号I dおよびQ dを生成する。ここで、移相器8の移相量は、ベースバンド入力信号I iおよびQ iと、復調ベースバンド信号I dおよびQ dとの相対位相差がゼロになるように設定される必要がある。

【0011】復調器9からの復調ベースバンド信号I dおよびQ dは、減算回路11 iおよび11 qに供給される。減算回路11 iおよび11 qのそれぞれは、ベースバンド入力信号I iおよびQ iから、前記復調ベースバンド信号I dおよびQ dをそれぞれ減算し、その減算出力信号を前述した負歪み成分信号として増幅器10 iおよび10 qに供給する。増幅器10 iおよび10 qは、それぞれ負歪み成分信号を適当なレベルにまで増幅し、その出力を加算回路1 iおよび1 qに供給する。

【0012】図8のカーテシアン型非線形歪み補償回路においては、以上のように、加算回路1 iおよび1 qにおいて、非線形電力増幅器4で発生するであろう非線形歪み成分が、負歪みとしてIチャンネルおよびQチャンネルのベースバンド信号に予め加算される、つまり、Iチャンネル、Qチャンネルのベースバンド信号から非線形歪みが減算されるので、非線形電力増幅器4の出力としては、当該非線形歪みが相殺されて減少する。すなわち、図8のカーテシアン型非線形歪み補償回路は、非線形電力増幅器4で発生する非線形歪みに対する不帰還ループとして動作し、非線形歪みは減少するものである。

【0013】前述もしたように、このカーテシアン型非線形歪み補償回路において、非線形歪みを最小にするためには、移相器8の移相量が、ベースバンド入力信号I iおよびQ iと、復調ベースバンド信号I dおよびQ dとの相対位相差がゼロになるように設定される必要がある。

【0014】この移相器8の移相量の制御方法として、特開平6-37831号公報には、時分割多元接続方式（以下、TDMA方式という）を用いた無線通信装置において、時分割多元接続方式のバースト信号をタイミングの基準として用い、カーテシアン型非線形歪み補償制御を行う方法が示されている。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】ところで、現在、通信装置の消費電力の低減のために、入力情報のデータ量に応じて符号化速度を可変させ、その速度に応じて信号のバースト長を可変させる可変情報符号化速度方式と呼ばれる通信方法が提案され、実用化されている。例えば、北米でIS-95として標準化された符号化分割多元接続方式（以下、CDMA方式という）のデジタルセルラシステムにおいては、入力情報源である音声の強弱に応じて符号化速度を可変させ、これをバースト長に対応させる方法が用いられている。

【0016】この可変情報符号化速度方式を用いたデジタル無線通信装置の送信回路に、前述したカーテシアン

型非線形歪み補償回路を用いれば、低消費電力化および低歪化を実現できることが期待できる。

【0017】しかしながら、前述したように、カーテシアン型非線形歪み補償回路には、ベースバンド入力信号I iおよびQ iと、復調ベースバンド信号I dおよびQ dとの相対位相差がゼロになるように制御することが、低歪化を実現する場合には、重要な課題である。

【0018】前記公報に示された移相量の制御方法は、時分割多元接続方式の無線通信装置用に開発されたもので、可変情報符号化速度方式の無線通信装置の送信回路にカーテシアン型非線形歪み補償回路を用いた場合には、適用することができず、前記移相量の制御の問題が残る。

【0019】この発明は、可変情報符号化速度方式を用いる無線通信装置において、送信回路にカーテシアン型非線形歪み補償回路を用いた場合に、前記移相量の制御の問題を解決し、カーテシアン型非線形歪み補償回路の特性を生かした低歪化を実現することができるようにしたものである。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、この発明による無線通信装置は、可変情報符号化速度方式によって情報源のデータ伝送速度に応じた信号バーストを発生する信号バースト発生手段と、前記信号バースト発生手段の出力信号から2チャンネルの送信ベースバンド信号を生成する手段と、前記2チャンネルの送信ベースバンド信号を直交変調する直交変調器と、前記直交変調器の出力を増幅する非線形電力増幅器と、前記非線形電力増幅器の出力信号を送信信号として出力すると共に、この送信信号の一部を取り出す方向性結合回路と、前記方向性結合回路から前記送信信号の一部を復調する直交復調器と、前記直交復調器からの復調信号を負帰還信号として、前記送信ベースバンド信号から減算する手段と、前記信号バーストの立ち上がり時間中に前記送信ベースバンド信号と前記復調信号の位相差を測定する位相差測定手段と、前記位相差測定手段によって得られた位相差信号により、前記送信ベースバンド信号と前記復調信号との位相差を調整する移相器を制御する移相器制御手段と、前記信号バースト発生手段からの信号バーストの立ち上がりを示す信号に基づいて、前記位相差測定手段と前記移相器制御手段を制御する信号を生成するタイミング調整手段とを備え、前記非線形電力増幅器で生じる非線形歪みを低下させた信号を前記送信信号とするようにしたことを特徴とする。

【0021】上記の構成のこの発明による無線送信装置によれば、可変情報符号化速度方式で用いられる信号バーストの立ち上がり時間中の、非線形歪みの小さいときに、送信ベースバンド信号と、その復調信号との位相差が測定され、その測定結果の位相差量にしたがって、移相器制御手段により移相器での移相量が制御されて前記

送信ベースバンド信号を復調ベースバンド信号との位相差がゼロになるように調整される。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、この発明による無線通信装置およびその送信回路の一実施の形態について、図を参照しながら説明する。この発明は、可変情報符号化速度方式のバースト信号を利用する点に特徴がある。この発明による実施の形態を説明する前に、この可変情報符号化速度方式が含まれる例としてCDMA方式の概要について説明する。

【0023】図2は、CDMA方式におけるリバースリンク、つまり携帯端末側の送信ブロックの一例を示す。

【0024】まず、CDMA方式では、音声信号等の情報信号が可変符号化速度情報信号変換器21において、予め用意されている複数種類の符号化速度、例えば9600bps、4800bps、2400bps、1200bpsの4種類のうちから選択した、いずれかの符号化速度の情報ビットに変換される。符号化は、図3に示すように、所定時間単位、例えば20msecを1フレームとして行われ、1フレームごとに符号化速度が決定される。符号化速度は音声信号の強度と閾値により決められ、一般的に小信号時（無声音時）は低速度符号となり、大信号時（有声音時）は高速度符号となる。

【0025】可変符号化速度情報信号変換器21から出力された情報ビットは、畳み込み符号化および直交符号化等信号処理部22（以下信号処理部）において、畳み込み符号化および直交符号化、その他のデジタル信号処理が施される。信号処理部22の出力情報ビットは、信号バースト乱数化器23に供給される。

【0026】可変符号化速度情報信号変換器21は、また、情報ビットだけでなく、選択した符号化速度の情報も出力する。この符号化速度情報は、信号バースト乱数化器23に供給される。

【0027】擬似乱数符号発生器24は、複数のシフトレジスタ等を利用して擬似乱数符号（以下PN系列という）を常に生成している。この擬似乱数符号発生器24からのPN系列も信号バースト乱数化器23に供給される。

【0028】信号バースト乱数化器23では、これに供給される情報ビットについて、符号化速度情報およびPN系列を用いて、図3に示すような、符号化速度に応じた時間的な信号バーストを作り出す。

【0029】すなわち、この場合、1フレームを時間的に複数分割、例えば16分割したものを1つのパワーコントロールグループとする。この例においては、1フレームが20msecであるので、1パワーコントロールグループの長さは1.25msecである。この1パワーコントロールグループの長さが、信号バーストの最小単位（バースト発生間隔）となる。なお、図2に示すように、信号バースト乱数化器23は、信号バーストが立

ち上がるときに、それを示す立ち上がり信号Tgをも出力する。

【0030】そして、信号バースト乱数化器23は、図3で斜線を付して示すように、符号化速度が9600bpsのときには、16個すべてのパワーコントロールグループを、符号化速度が4800bpsのときには、8個のパワーコントロールグループを、符号化速度が2400bpsのときには、4個のパワーコントロールグループを、符号化速度が1200bpsのときには、2個のパワーコントロールグループを、それぞれ使用して信号バーストを生成する。このとき、1フレーム中において使用するパワーコントロールグループを、符号化速度情報およびPN系列に基づいてランダムに定めるものである。

【0031】信号バースト乱数化器23から出力された信号は、乗算器25に供給され、擬似乱数符号発生器24からのPN系列と乗算される。その後、乗算器26iおよび26qにおいて、それぞれ別のPN系列、すなわちIチャンネル擬似乱数系列およびQチャンネル擬似乱数系列によって直接スペクトラム拡散され、IチャンネルおよびQチャンネルのベースバンド信号IsおよびQsとして出力される。なお、デジタル信号の乗算器25および乗算器26iおよび26qとしては、イクスクルーシブオア回路が用いられる。

【0032】次に、以上のようなCDMA方式による通信システムの携帯端末に、この発明による無線通信装置を適用した場合の実施の形態について説明する。図1は、この実施の形態の無線通信装置の要部の構成を示す図である。この図1において、図8および図2と対応する構成要素には同一符号を付し、その説明を省略する。

【0033】図1に示すように、この実施の形態においては、局部発振器7と復調器9との間に、移相量が可変の可変移相器31を設けると共に、この可変移相器31の移相量を制御する移相器制御器32と、位相差測定器33と、タイミング調整手段34とを設ける。

【0034】位相差測定器33は、加算回路1iおよび1qの入力信号IsおよびQsと、加算回路1iおよび1qからの信号ItおよびQtとの位相差を測定する。タイミング調整手段34は、位相差測定器33と、移相器制御器32の動作のオン、オフを制御する信号ENを生成する。

この実施の形態においては、信号バースト乱数化器23から出力され、I、Q擬似乱数系列によって直接周波数拡散され出力されたベースバンド信号IsおよびQsは、一部が加算回路1iおよび1qを通り直交変調器2へと入力される。

【0035】直交変調器2は、局部発振器7からの搬送波を用いて、加算回路1iおよび1qからのIチャンネル成分ItおよびQチャンネル成分Qtを、QPSK変調もしくはOQPSK変調して1つの信号にする。そし

10

20

30

40

50

て、直交変調器2は、その出力信号をバンドパスフィルタ3を通じて、非線形電力増幅器4に出力する。

【0036】非線形電力増幅器4は、直交変調器2からの変調信号を増幅し、その結果得られる非線形歪み成分を含んだ信号を方向性結合回路5に出力する。方向性結合回路5では、非線形電力増幅器4からの入力信号を2つに分割し、一方をRF送信信号としてアンテナ等の次段の装置に出力し、また、他方を帰還信号として減衰器6に供給する。減衰器6では、入力された帰還信号を適当なレベルにまで減衰し、復調器9に供給する。

【0037】復調器9は、可変移相器31からの移相量が制御された搬送波と減衰器6からの帰還信号とから、復調ベースバンド信号I_dおよびQ_dを生成する。復調器9からの復調ベースバンド信号I_dおよびQ_dは、減算回路11iおよび11qに供給される。減算回路11iおよび11qのそれぞれは、ベースバンド入力信号I_sおよびQ_sから、前記復調ベースバンド信号I_dおよびQ_dをそれぞれ減算し、その減算出力信号を前述した負歪み成分信号として増幅器30iおよび30qを通じて加算回路1iおよび1qに供給する。

【0038】したがって、加算回路1iおよび1qの出力信号I_tおよびQ_tは、歪み成分を含んだベースバンド信号である。そして、この実施の形態においては、ベースバンド入力信号I_sおよびQ_sの一部が位相差測定器33に供給されると共に、加算回路1iおよび1qからの負歪み成分を含むIチャンネルのベースバンド成分I_tおよびQチャンネルのベースバンド成分Q_tの一部が、位相差測定器33に供給される。

【0039】位相差測定器33では、2つの入力信号I_sとI_t、またQ_sとQ_tとの相対位相差を測定し、その測定結果の位相差情報を移相器制御器32に供給する。

【0040】移相器制御器32は、位相差測定器33からの位相差情報に従って可変移相器31の移相量を変化させる。すなわち、可変移相器31は、常に、入力信号I_sとI_t、またQ_sとQ_tとの相対位相差がゼロとなるように搬送波の移相量を制御する。

【0041】タイミング調整手段34は、信号バースト乱数化器23より出力されるバースト立ち上がり信号T_gを用いて、適当な時間差処理等を施した後、イネーブル信号ENを出力する。

【0042】位相差測定器33および移相器制御器32は、タイミング調整手段34より出力されるイネーブル信号ENにより動作を制御される。また、増幅器30iおよび30qは、インバータ35によりイネーブル信号ENを反転した信号により電源が制御され、その結果として位相差測定器33および移相器制御器32がオンの時はオフに、位相差測定器33および移相器制御器32がオフの時はオンになるように制御される。

【0043】上記のタイミング調整手段32により、増

幅器30iおよび30qがオフとされていて負帰還が無い時に、信号バースト乱数化器23からのバーストの立ち上がり信号T_gを利用して位相差を制御し、位相差の制御が完了時に増幅器30iおよび30qがオンになることにより負帰還が開始され、非線形歪み補償動作が開始されるようになる。

【0044】図4はタイミング調整手段34の構成の一例のブロック図を示し、図5はその動作のタイミングチャートを示している。

【0045】図4に示すように、タイミング調整手段34は、信号遅延回路341と、タイマ回路342とで構成される。そして、信号バースト乱数化器23からのバーストの立ち上がり信号T_g（図5A参照）は、信号遅延回路341により予め設定された時間Dだけ遅延処理される。この時間Dは、図2における信号バースト乱数化器23以降の処理の時間のために必要とされる。

【0046】次に、信号遅延回路341により遅延された信号は、タイマ回路342に供給され、その時点からこのタイマ回路342に予め設定された持続時間Tだけオンとする状態（ハイレベル）となるイネーブル信号EN（図5B参照）を出力する。イネーブル信号ENは、その他の時間は全てオフを意味する状態（ローレベル）とする出力とする。

【0047】持続時間Tは、図1における位相差測定器33および移相器制御器32が一連の処理を完了するため、およびその間、増幅器30iおよび30qをオフとして動作停止させておくために必要である。そして、タイマ回路342の出力信号であるイネーブル信号ENは、図1の位相差測定器33および移相器制御器32に供給されるとともに、増幅器30iおよび30qの電源ラインに与えられる。

【0048】次に、図6は図1の位相差測定器33の構成例を示すものである。

【0049】この例においては、移相器制御器33は、A/D変換器41、42および43、44と、逆正接関数出力器45および47と、逆正接関数テーブルを記録したROM46と、デジタル信号の減算器48とで構成されている。

【0050】そして、送信ベースバンド信号I_tおよびQ_tは、それぞれA/D変換器41および42に入力されて、デジタル信号に変換された後、逆正接関数出力器45に出力される。逆正接関数出力器45では、ROM46の逆正接関数テーブルを参照し、次式

$$\theta = \arctan(Q_t/I_t)$$
 に示す位相値θを出力する。

【0051】一方、復調ベースバンド信号I_dおよびQ_dは、それぞれA/D変換器43および44に入力されて、デジタル信号に変換された後、逆正接関数出力器47に出力される。逆正接関数出力器47では同様にROM46の逆正接関数テーブルを参照し、次式

$$\phi = \arctan (Qd / Id)$$

に示す位相値 ϕ を出力する。

【0052】減算器48では、タイミング調整手段34からのイネーブル信号ENがオンの時に、位相値 θ と ϕ との減算が行われ、その減算結果($\theta - \phi$)を相対位相差として出力する。

【0053】移相器制御器32は、この減算結果($\theta - \phi$)の大きさに応じて可変移相器31の移相量を決定する。

【0054】次に、図7は図1の増幅器30iおよび30qの構成例を示すものである。これら増幅器30iおよび30qは同一の構成を有するので図7は、その一方の構成を示すものである。

【0055】この場合、増幅器は、アンプ部51と、スイッチ回路52とを備える。スイッチ回路52は、インバータ35からの反転イネーブル信号により制御されるもので、電源(バッテリー)53からアンプ部51への電源電圧の供給を制御する。

【0056】前述したように、タイミング調整手段34からのイネーブル信号ENをインバータ35で反転させた信号がスイッチ回路52に入力される。したがって、スイッチ回路52は、イネーブル信号ENにより位相差測定器33および移相器制御器32がオンの時にはオフであり、アンプ部51には電源が供給されず、増幅器30iおよび30qが動作を停止する。一方、イネーブル信号ENにより位相差測定器33および移相器制御器32がオフの時には、スイッチ回路52はオンであるので、電源がアンプ部51に供給されて増幅器30iおよび30qが作動状態になる。なお、増幅器30iおよび30qの増幅利得は最も非線形歪みを打ち消す効果があるように適当なレベルに設定されている。

【0057】以上のようにして、信号バースト乱数化器23から出力される信号バーストの立ち上がり信号Tgを、タイミング調整回路34の遅延回路341によって適当な時間D分だけ遅延させた信号を、位相差測定器33での位相差測定の開始信号として利用したので、非線形歪みの小さい信号バーストの立ち上がり時に位相差を測定することができる。

【0058】そして、その測定された位相差の大きさに応じて、移相器制御器32により可変移相器31が制御され、位相差がゼロになるように復調器9に供給される搬送波の移相量が制御される。移相量制御後に、タイミング信号調整回路34からのイネーブル信号ENは位相差測定回路33および移相器制御器32をオフにする状態になり、位相差制御を終了する。すなわち、タイミング調整回路34からは、位相差制御の終了信号が出力されることになる。

【0059】そして、タイミング信号調整回路34からのイネーブル信号ENは、増幅器30iおよび30qに対しては、位相差測定回路33および移相器制御器32

の場合とは、開始信号と終了信号とが入れ代わった動作をすることになり、位相差制御時は負帰還回路を停止させ、位相差制御終了時に負帰還回路を始動させるようにすることができる。

【0060】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、バースト信号の立ち上がり時間中に送信バースト信号と復調信号の位相差を測定するような位相差測定手段と、位相差測定手段によって得られた位相差信号により、送信バースト信号と復調信号の位相差を調整することができるような移相器制御手段と、可変音声符号化速度方式によって発生する送信信号のバーストの立ち上がり信号から、位相差測定手段と移相器制御手段を制御する信号を生成するタイミング調整手段を備えたため、以下のような効果が得られる。

【0061】可変情報符号化速度方式におけるバーストの立ち上がり信号を利用し、バースト開始時の非線形性が小さい時に位相差を測定できる。また、タイミング調整手段がタイマ機能を有するために、位相差を測定している時間は負帰還を停止させているので、正確な位相差を測定することができる。また測定した位相差の結果から、位相差をゼロに設定した後に歪み補償動作をさせることで非線形歪みを減少させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明による無線通信装置の一実施の形態の要部のブロック図である。

【図2】CDMA方式における送信ブロックの一例を示す図である。

【図3】CDMA方式における可変符号化速度による送信信号バーストの例を示す図である。

【図4】図1のタイミング信号調整手段34の具体的構成例を示すブロック図である。

【図5】図4の回路の動作を説明するためのタイミングチャートである。

【図6】図1の位相差測定器33の構成例を示すブロック図である。

【図7】図1の増幅器30iおよび30qの構成例を示す図である。

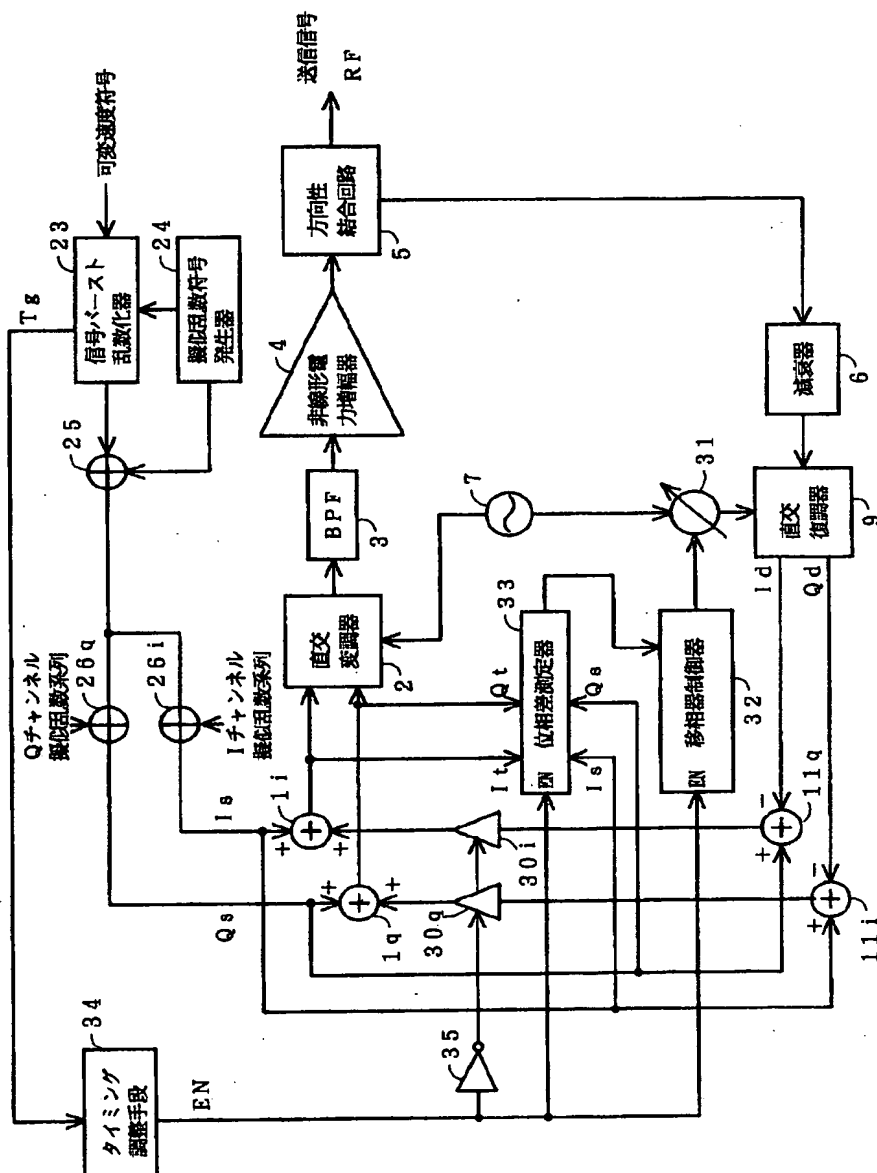
【図8】従来のカーテシアン型回路の一例を示すブロック図である。

【符号の説明】

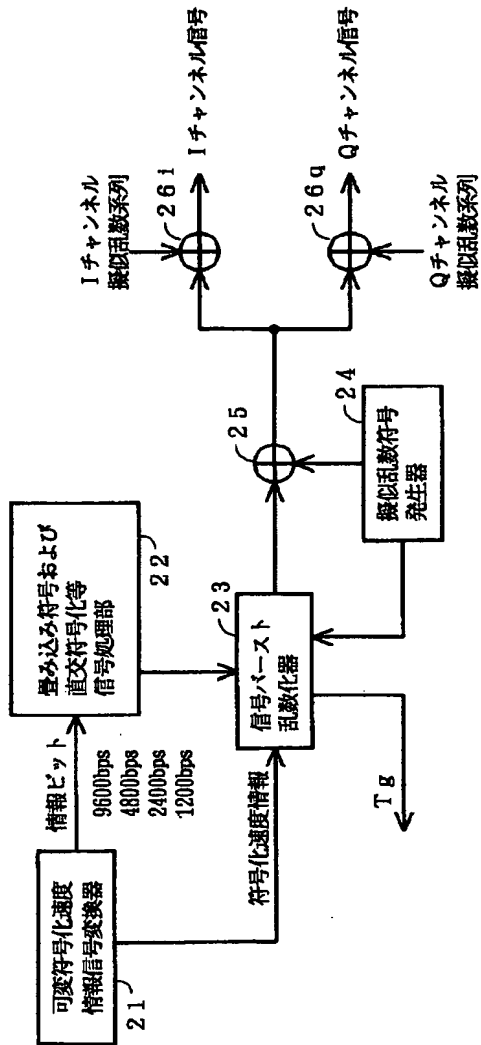
- 1 i, 1 q 加算回路
- 2 直交変調器
- 4 非線形電力増幅器
- 5 方向性結合回路
- 7 局部発振器
- 9 復調器
- 10 i, 10 q 増幅器
- 11 i, 11 q 減算回路
- 21 可変符号化速度情報信号変換器

2 2	畳み込み符号および直交符号化等信号処理	3 1	可変移相器
部		3 2	移相器制御器
2 3	信号バースト乱数化器	3 3	位相差測定器
2 4	擬似乱数符号発生器	3 4	タイミング調整回路

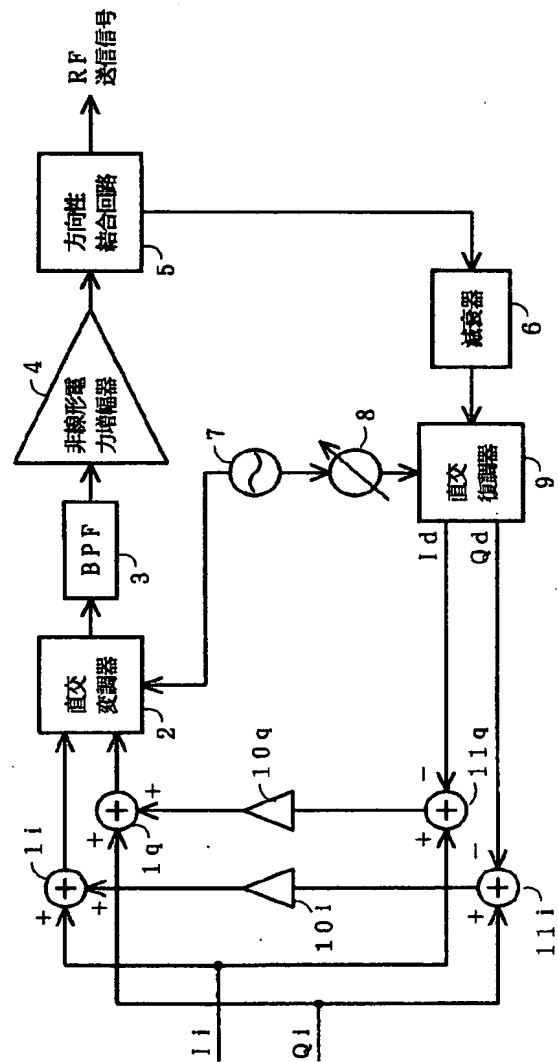
【図1】



【図2】

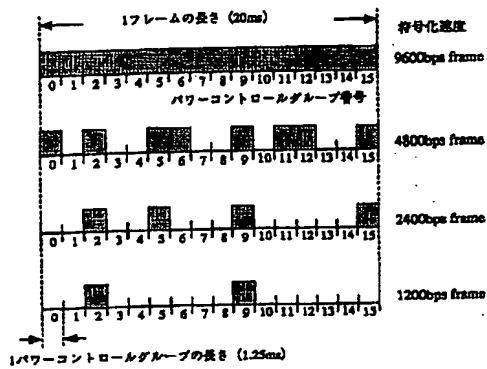


【図8】

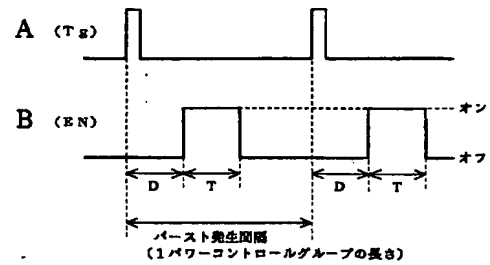


従来のカーチアン型回路の例

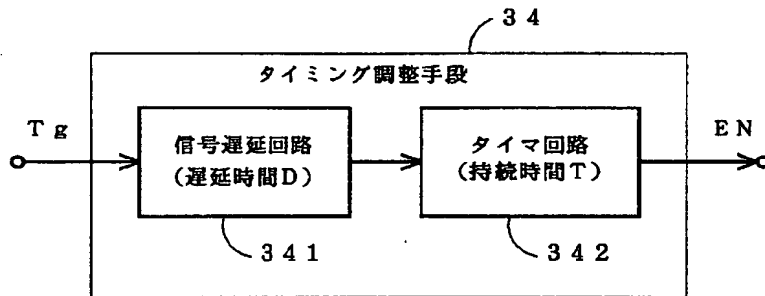
【図3】



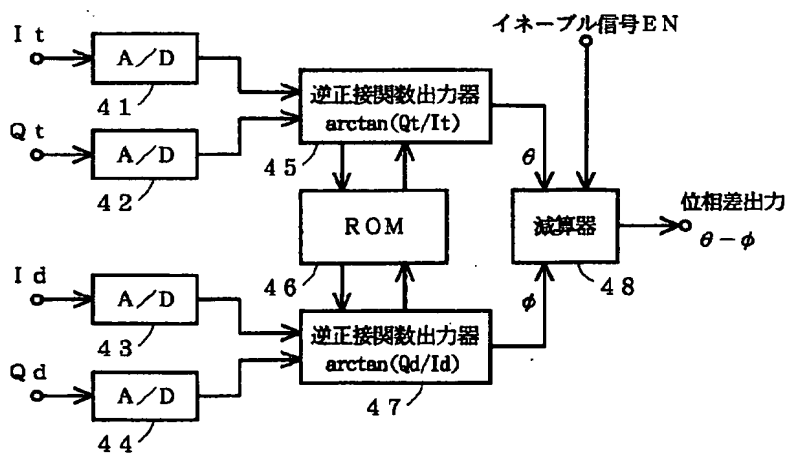
【図5】



【図4】

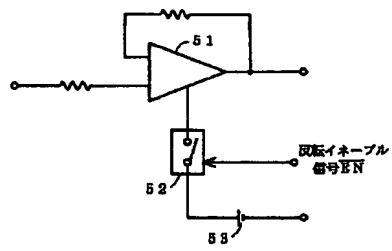


【図6】



位相差測定器33の構成例

【図7】



増幅器30iまたは増幅器30qの構成例